

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2001-126895
(P2001-126895A)

(43)公開日 平成13年5月11日(2001.5.11)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-マ-ト*(参考)
H 0 5 B 41/282		H 0 2 M 7/48	Z 3 K 0 7 2
H 0 2 M 7/48		H 0 5 B 41/02	A 3 K 0 8 2
H 0 5 B 41/02		41/16	Z 5 H 0 0 7
41/16		41/29	C

審査請求 未請求 請求項の数14 O L (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平11-304434

(22)出願日 平成11年10月26日(1999. 10. 26)

(71)出願人 000005832

松下電工株式会社

大阪府門真市大字門真1048番地

(72)発明者 木戸 正二郎

大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工
株式会社内

(72)発明者 小谷 幹

大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工
株式会社内

(74)代理人 100085615

弁理士 倉田 政彦

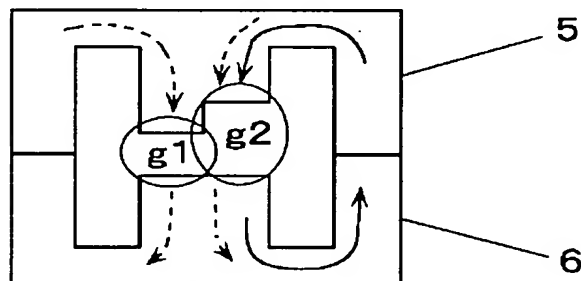
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電源装置

(57)【要約】

【課題】H I Dランプのように起動直後のインピーダンスが低い状態で大きな電力を必要とし、負荷安定時にはインピーダンスが高く供給電力が小さくなる条件で、起動直後のトランスの磁気飽和を防ぎつつ負荷安定時の効率を高め、且つトランスを小型化できる構造を提案する。

【解決手段】直流電源を昇圧してインバータ回路により交流電圧に変換して負荷に供給する電源装置において、昇圧トランスと、該トランスの1次巻線を直流電源に断続的に接続するスイッチング素子と、負荷へ供給される出力電力を起動直後には負荷安定時よりも大きくするように前記スイッチング素子を制御する制御回路とを備え、トランスの磁気回路は、負荷安定時の出力電力に適した第1のギャップ部g 1と起動直後の出力電力に適した第2のギャップ部g 2とを有する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流電源と、この直流電源を昇圧して負荷への供給電力を制御する直流昇圧回路と、昇圧された直流電圧を交流電圧へ変換するインバータ回路と、インバータ回路の出力に接続される負荷とから構成される電源装置において、前記直流昇圧回路は、昇圧用のトランスと、該トランスの1次巻線を直流電源に断続的に接続するスイッチング素子と、負荷へ供給される出力電力を起動直後には負荷安定時よりも大きくするように前記スイッチング素子を制御する制御回路とを備え、前記トランスの磁気回路は、負荷安定時の出力電力に適した第1のギャップ部と起動直後の出力電力に適した第2のギャップ部とを有することを特徴とする電源装置。

【請求項2】 第1のギャップ部は第2のギャップ部よりも狭く設定されていることを特徴とする請求項1記載の電源装置。

【請求項3】 請求項1又は2において、磁気回路は断面が略E字形の一对のコアの両側脚を突き合わせて構成されており、第1のギャップ部と第2のギャップ部は磁気回路の前記一对のコアの相対向する中央脚の端面間に形成したことを特徴とする電源装置。

【請求項4】 請求項3において、ギャップ部を隔てて対向する一对の中央脚は略円柱形状であり、該中央脚の周囲に巻線が装着されていることを特徴とする電源装置。

【請求項5】 請求項4において、第1のギャップ部を隔てて対向する一对の中央脚の少なくとも一方の端面近傍の両側脚に対向する面を削落した形状とすることにより第2のギャップ部を形成したことを特徴とする電源装置。

【請求項6】 請求項4において、第1のギャップ部を隔てて対向する一对の中央脚の少なくとも一方の端面近傍の断面形状を略半月形とすることにより第2のギャップ部を形成したことを特徴とする電源装置。

【請求項7】 請求項1乃至6のいずれかにおいて、中央脚の周囲に装着される巻線は内層部と外層部に分けて巻装される1次巻線と、両1次巻線の中間層に巻装される2次巻線とからなることを特徴とする電源装置。

【請求項8】 請求項1乃至7のいずれかにおいて、トランスの巻線として、平角線をエッジワイズ巻きにした巻線を使用したことを特徴とする電源装置。

【請求項9】 請求項1乃至8のいずれかにおいて、トランスのコア部が放熱基板に略密着された構造を持つことを特徴とする電源装置。

【請求項10】 請求項1乃至9のいずれかにおいて、インバータ回路の出力に接続される負荷は放電灯であり、インバータ回路の出力と放電灯の間に、放電灯の起動時に高圧パルスを印加する起動回路を設けたことを特徴とする電源装置。

【請求項11】 請求項10において、負荷は起動直

後に負荷インピーダンスが略短絡状態となり、安定点灯に移行するにつれて負荷インピーダンスが高くなるHIDランプであることを特徴とする電源装置。

【請求項12】 請求項1乃至11のいずれかにおいて、トランスの2次巻線にセンタータップを有し、該センタータップに出力コンデンサの一端を接続し、該出力コンデンサの他端と前記2次巻線の両端間に交互にオン・オフする一对のスイッチング素子を接続し、前記出力コンデンサをインバータ回路の出力としたことを特徴とする電源装置。

【請求項13】 請求項1乃至11のいずれかにおいて、昇圧用のトランスと、該トランスの1次巻線を直流電源に断続的に接続するスイッチング素子は、直流電源に対して並列的に一对設けられており、該一对のスイッチング素子は前記一对のトランスの1次巻線に直流電源から交互に電流を流すように制御されることを特徴とする電源装置。

【請求項14】 請求項13において、一对のトランスはコアが共用されていることを特徴とする電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、放電灯点灯装置などに用いられる電源装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】図12に従来の放電灯点灯装置の構成例を示す。以下、その回路構成について説明する。直流電源Eは例えば車載用のバッテリーよりなり、その直流電圧はコンデンサC1により安定化されて、トランスTの1次巻線N11、N12とスイッチング素子Q1の直列回路に印加される。トランスTの2次巻線N2はダイオードD1を介してコンデンサC2に接続されている。コンデンサC1、C2とトランスT、スイッチング素子Q1及びダイオードD1は直流昇圧回路1を構成しており、スイッチング素子Q1が高周波でON・OFFを繰り返すことにより、コンデンサC2には直流電源Eの直流電圧を昇圧した電圧が得られる。コンデンサC2にはスイッチング素子Q2、Q3の直列回路とスイッチング素子Q4、Q5の直列回路が並列に接続されている。スイッチング素子Q2～Q5は対角方向に配置された一对のスイッチング素子Q2、Q5とQ3、Q4のうち、一方の組がON、他方の組がOFFする動作を低周波的に交番させて、矩形波電圧を出力するインバータ回路2を構成している。スイッチング素子Q2、Q3の接続点とスイッチング素子Q4、Q5の接続点の間にはイグニタ部3を介して放電灯4が接続されている。

【0003】図13は直流昇圧回路1のトランスTの構造を示している。この例では、一对の略E字形のコア5、6の両側脚片を互いに突き合わせるように配置して全体として日字形の磁気回路を構成している。一方のコア5の中央脚片は両側脚片よりも少し短く形成されて

おり、これによりギャップ部 g が形成されている。この中央脚片を囲むように、内層から外層に向けて1次巻線 $N11$ 、2次巻線 $N2$ 、1次巻線 $N12$ が順に配置されている。

【0004】以下、従来の放電灯点灯装置の動作について説明する。まず、負荷である放電灯4の起動時において、スイッチング素子 $Q1$ がON・OFFを繰り返して、コンデンサ $C2$ の電圧は300V～400V程度の無負荷2次電圧にまで昇圧されて、その無負荷2次電圧が放電灯4の両端に印加される。この状態で、イグナイタ部3は20kV程度の高圧パルスを発生させる。これにより、放電灯4の電極間で放電が開始され、放電灯4が起動する。放電灯4が点灯した後、スイッチング素子 $Q2$ ～ $Q5$ は放電灯4の安定点灯に適した周波数で交互にON・OFFを繰り返す。これにより、放電灯4には矩形波電圧が印加されることになる。スイッチング素子 $Q1$ は放電灯4の安定点灯に適した電力を供給するように制御される。

【0005】ところで、放電灯4の起動直後から安定点灯状態となるまでに必要な電力は一定ではなく、用途により、例えば車載用ヘッドランプやプロジェクタ用の光源を負荷とする場合には、素早い光束の立ち上がりによる安定点灯への速やかな移行が要求されている。従来は、それを達成するために、図14(a)に示すように、負荷4に供給される出力電力 W_{out} の制御を、起動直後の領域をA区間、安定点灯の領域をC区間、その移行領域をB区間とすると、起動直後の領域(A区間)の電力 W_{out} >安定領域(C区間)の電力 W_{out} とすることにより、安定点灯への移行時間の短縮を実現している。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】図14(b)は、負荷4としてHIDランプを用いた場合について、負荷4のインピーダンス $R4$ の時間的变化を示している。HIDランプの場合、起動直後は低いインピーダンス(例えば5 Ω)であり、安定点灯へ移行するにつれて徐々にインピーダンスが大きくなる(例えば200 Ω)。このため、出力電力の制御を行う直流昇圧回路1の動作は、起動直後の領域(A区間)では、負荷4が低いインピーダンスで、かつ、比較的大きな電力を供給するために、トランスTの1次電流は、図15(a)のように直流成分を含む連続モードになり、電流のピーク値が上昇する。一方、安定領域(C区間)では、負荷4のインピーダンスが大きくなり、かつ、出力電力 W_{out} も安定点灯時の電力に減少するため、トランスTの1次電流は、図15(b)のように直流成分が大幅に低減でき、ピーク値が低下する。

【0007】この2つの大きく動作の異なるモードを1つのトランスで設計する場合(例えば、フライバックトランスの場合)、トランスの電流が増えた場合の磁気飽

和現象を避けるために、図13のように、磁気回路(フェライトコア等)のギャップ部 g を大きくするか、磁気回路の磁路断面を大きくする必要があった。しかしながら、磁気回路のギャップ部 g を大きくすると、1次巻線と2次巻線との磁気結合が弱くなり、安定点灯時の回路効率も低下する。また、磁気回路の磁路断面を大きくすると、トランスの形状が大きくなり、点灯装置の大型化、コストアップにつながるという欠点があった。

【0008】本発明は上述のような負荷条件および電力制御条件において負荷電力制御を行う直流昇圧回路のトランスを回路効率を上げつつ、小型化することを課題とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明にあっては、上記の課題を解決するために、図12に示すように、直流電源Eと、この直流電源Eを昇圧して負荷4への供給電力を制御する直流昇圧回路1と、昇圧された直流電圧を交流電圧へ変換するインバータ回路2と、インバータ回路2の出力に接続される負荷4とから構成される電源装置において、前記直流昇圧回路1は、昇圧用のトランスTと、該トランスTの1次巻線を直流電源Eに断続的に接続するスイッチング素子 $Q1$ と、負荷4へ供給される出力電力を起動直後には負荷安定時よりも大きくするように前記スイッチング素子 $Q1$ を制御する制御回路とを備え、前記トランスTの磁気回路は、図1に示すように、負荷安定時の出力電力に適した第1のギャップ部 $g1$ と起動直後の出力電力に適した第2のギャップ部 $g2$ とを有することを特徴とするものである。本発明の構成によれば、第1のギャップ部 $g1$ では、結合係数が第2のギャップ部 $g2$ に比べて大きく、したがって、負荷安定時の効率が向上する。

【0010】

【発明の実施の形態】(実施形態1)図1は本発明の実施形態1の電源装置に用いるトランスの磁気回路の構成を示している。本実施形態の回路構成は、図12の従来例と同様であり、直流昇圧回路1のトランスTの磁気回路の構成を図13に示す構成に代えて、図1に示すような構成に置き換えた点のみが異なる。放電灯4への供給電力 W_{out} は、起動直後の領域をA区間、安定点灯の領域をC区間、その移行領域をB区間とすると、A区間の電力 W_{out} >C区間の電力 W_{out} であり、図1の磁気回路は、安定領域(C区間)の出力電力に最適な第1のギャップ部 $g1$ と、起動直後の領域(A区間)の出力電力を考慮した第2のギャップ部 $g2$ を備えている。第1のギャップ部 $g1$ では、結合係数が第2のギャップ部 $g2$ に比べて大きく、効率が上がる。そのため、図2に示すように、トランスの形状を大型化することなく、従来例と比べて安定点灯時の回路効率 η を大幅に向上させることができる。

【0011】(実施形態2)図3と図4に第1のギャッ

ブ部g1と第2のギャップ部g2の形成の仕方を示す。各図(a)は各図(b)のA-A'線についての断面図である。図3の例では、断面が略E字状の一对のフェライトコアを両側脚の各端面を互いに突き合わせるように配置し、巻線の一部に嵌挿される中央脚を円柱状とし、その中央脚の長さを両側脚よりも若干短くすることにより、第1のギャップ部g1を形成し、また、中央脚における両側脚にそれぞれ対向する一部分を削り落とした形状とすることにより、第2のギャップ部g2を形成している。また、図4の例では、中央脚の一部を略半円形状に削り落とすことにより、第2のギャップ部g2を形成している。このような2段ギャップは、磁気回路(コア)の両側脚に設けることも可能であるが、図3、図4のように、中央脚に設けておけば、起動直後の領域(A区間)で、第1のギャップ部g1が磁気飽和して、第2のギャップ部g2が作動したときでも、トランスの外部に漏洩する不要輻射ノイズを低減することができる。

【0012】(実施形態3) 図5にトランスの巻線も含めた断面構造の実施形態を示す。本実施形態では、金属基板10のような熱伝導性の優れた基板にコア部を略密着させる。これにより、自己発熱分の放熱性が向上し、トランスの熱低減による効率アップが図れる。また、電流が大きな巻線(例えば1次巻線N1)については、図6に示すように、平角線をエッジワイズ巻きにした巻線Nを使用することにより巻線自体の専有率も向上し、少ない体積で多くの電流を流すことができる。これにより、トランスの小型化が可能となる。

【0013】また、図7のように、トランスの2次側がセンタータップ方式の回路において使用した場合には、比較的高電圧になり、かつ、巻線間の絶縁距離、層間の絶縁距離を必要とする2次巻線についても、平角線をエッジワイズ巻きにした巻線を使用することにより、巻線自体の耐圧が高く、表皮効果も低減されているため、トランスの巻線部の専有率低減が図れ、直流昇圧回路1の小型化も図れる。

【0014】(実施形態4) 図7に本発明の実施形態4の回路図を示す。以下、その回路構成について説明する。直流電源Eは例えば車載用のバッテリーよりなり、その直流電圧はトランスTの1次巻線N1とスイッチング素子Q1の直列回路に印加される。トランスTの2次巻線はセンタータップを有しており、このセンタータップを挟んで一方の2次巻線N21はダイオードD1、スイッチング素子Q2、コンデンサC2の直列回路に接続されており、他方の2次巻線N22はダイオードD2、スイッチング素子Q3、コンデンサC2の直列回路に接続されている。スイッチング素子Q2、Q3の接続点は接地されており、放電灯4の一端に接続されている。コンデンサC2の両端には、パルス変圧器PTの2次巻線を介して放電灯4が並列的に接続されている。パルス

変圧器PTの1次巻線には負荷である放電灯4の起動時に高圧パルスを印加するイグニタ部3が接続されている。

【0015】スイッチング素子Q2とQ3は低周波で交番し、いずれか一方がON、他方がOFFとなる。また、スイッチング素子Q1は高周波でON・OFFされて、放電灯4への供給電力を適正に制御する。今、スイッチング素子Q2がON、スイッチング素子Q3がOFFであるとする、スイッチング素子Q1がONしたときに、直流電源EからトランスTの1次巻線N1に電流が流れ、トランスTの2次巻線N21からダイオードD1、スイッチング素子Q2、コンデンサC2を介して電流が流れる。これにより、コンデンサC2は放電灯4の接地端がプラスとなる方向に充電される。一方、スイッチング素子Q2がOFF、スイッチング素子Q3がONであるとする、スイッチング素子Q1がONしたときに、直流電源EからトランスTの1次巻線N1に電流が流れ、トランスTの2次巻線N22からコンデンサC2、スイッチング素子Q3、ダイオードD2を介して電流が流れる。これにより、コンデンサC2は放電灯4の接地端がマイナスとなる方向に充電される。以上の動作を繰り返すことにより、コンデンサC2の両端にはスイッチング素子Q2、Q3の交番に応じて極性が反転する矩形波電圧が得られるものである。

【0016】以下、この点灯装置の動作について説明する。まず、負荷である放電灯4の起動時において、スイッチング素子Q2、Q3の一方がON、他方がOFFの状態、スイッチング素子Q1がON・OFFを繰り返す、コンデンサC2の電圧は300V~400V程度の無負荷2次電圧にまで昇圧されて、その無負荷2次電圧が放電灯4の両端に印加される。この状態で、イグニタ部3はパルス変圧器PTの1次巻線にパルス電圧を印加する。これにより、コンデンサC2を介して放電灯4の両端には20kV程度の高圧パルスが印加されて、放電灯4の電極間で放電が開始され、放電灯4が始動する。放電灯4が点灯した後、スイッチング素子Q2、Q3は放電灯4の安定点灯に適した周波数で交互にON・OFFを繰り返す。これにより、放電灯4には矩形波電圧が印加されることになる。スイッチング素子Q1は放電灯4の安定点灯に適した電力を供給するように制御される。これらのスイッチング素子Q1、Q2、Q3は制御回路7により制御される。なお、スイッチング素子Q3はレベルシフト回路11を介して駆動される。

【0017】(実施形態5) 図8は本発明のトランスを用いた電源装置の別の回路構成を示している。この例では、トランスTの1次巻線に対する2次巻線の出力極性が図7の例とは逆方向となっており、また、2次巻線にセンタータップを有していない。スイッチング素子Q1がONすると、トランスTの1次巻線N1に電流が流れて、トランスTに磁気エネルギーが蓄積される。このと

き、ダイオードD1はOFFであり、2次巻線N2に電流は流れない。スイッチング素子Q1がOFFすると、トランスTに蓄積された磁気エネルギーによりトランスTの2次巻線N2に逆起電力が発生し、ダイオードD1を介してコンデンサC2に充電される。これにより負荷回路に直流電圧が供給される。このような回路構成でも負荷回路がHIDランプの矩形波点灯回路を含む場合には、始動直後は出力電力 W_{out} が大きく、安定点灯に移行するにつれて出力電力 W_{out} が小さくなるように制御されるので、トランスTが磁気飽和することがある。そこで、トランスTの磁気ギャップを2段ギャップとし、安定点灯時の出力電力に最適な第1のギャップ部 $g1$ と、起動直後の出力電力を考慮した第2のギャップ部 $g2$ を設ける。これにより、トランスの形状を大型化することなく、安定点灯時の回路効率を向上させることができる。

【0018】(実施形態6) 図9は本発明のトランスを用いた電源装置のさらに別の構成例を示している。この例では、図8に示す構成のDC/DCコンバータを一對並列的に交互に動作するように組み合わせたものである。以下、その回路構成について説明する。直流電源Eには、トランスT1の1次巻線とスイッチング素子Q11の直列回路が接続されており、さらに、トランスT2の1次巻線とスイッチング素子Q12の直列回路が並列的に接続されている。各スイッチング素子Q11、Q12は、同じ制御回路7から出力される制御信号によりドライブ回路8を介して位相のみが180度異なるドライブ信号(図10参照)により交互にON/OFFされる。トランスT1の2次巻線はダイオードD1を介してコンデンサC2に接続されており、また、これと並列的にトランスT2の2次巻線がダイオードD2を介してコンデンサC2に接続されている。コンデンサC2の両端には、スイッチング素子Q2、Q3の直列回路と、スイッチング素子Q4、Q5の直列回路が並列的に接続されている。スイッチング素子Q2、Q3の接続点とスイッチング素子Q4、Q5の接続点の間には、イグナイタ部3を介して放電灯4が接続されている。

【0019】このような構成の放電灯点灯装置において、負荷4に供給される出力電力 W_{out} の制御を、起動直後の領域をA区間、安定点灯の領域をC区間、その移行領域をB区間とすると、起動直後の領域(A区間)の電力 $W_{out} >$ 安定領域(C区間)の電力 W_{out} とするような制御を行う。また、DC/DCコンバータ部のトランスT1、T2を並列的に設けると共に、これらを交互に直流電源Eに接続することにより、直流電源Eの利用効率を向上させている。さらに安定点灯時には、図10に示すスイッチング素子Q11とQ12が交互にオンするように、トランスT1、T2の電流モードが臨界条件で動作するように制御することにより、電源E及びトランスT1、T2の利用率が向上し、電源装置の効率

を向上させることができる。また、2個のトランスT1、T2は、図11のような形状で2段ギャップ方式のコア部を共用化する。これにより、トランスT1、T2の小型化を図りつつ、回路効率を向上させることが可能である。

【0020】なお、図12に示すように、2個の1次巻線N11、N12を並列に接続して、起動直後に大きな電流を流せるようにしても良い。この場合、2個の1次巻線N11、N12は図13に示すように、2次巻線N2を両側から挟み込むように巻装すると磁気結合が良好となり、好都合である。

【0021】

【発明の効果】本発明によれば、直流電源と、この直流電源を昇圧して負荷への供給電力を制御する直流昇圧回路と、昇圧された直流電圧を交流電圧へ変換するインバータ回路と、インバータ回路の出力に接続される負荷とから構成される電源装置において、前記直流昇圧回路は、昇圧用のトランスと、該トランスの1次巻線を直流電源に断続的に接続するスイッチング素子と、負荷へ供給される出力電力を起動直後には負荷安定時よりも大きくするように前記スイッチング素子を制御する制御回路とを備え、前記トランスの磁気回路は、負荷安定時の出力電力に適した第1のギャップ部と起動直後の出力電力に適した第2のギャップ部とを有することにより、トランスの形状を大型化することなく、従来と比べて安定時の回路効率を大幅に向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施形態1の磁気回路の構成例を示す説明図である。

【図2】本発明の実施形態1の回路効率、負荷のインピーダンス、出力電力の時間的変化を示す説明図である。

【図3】本発明の実施形態2の磁気回路の構成例を示す図であり、(a)は横断面図、(b)は縦断面図である。

【図4】本発明の実施形態2の磁気回路の他の構成例を示す図であり、(a)は横断面図、(b)は縦断面図である。

【図5】本発明の実施形態3のトランスの断面図である。

【図6】図5のトランスに用いる巻線の外観を示す斜視図である。

【図7】本発明の実施形態4の回路図である。

【図8】本発明の実施形態5の回路図である。

【図9】本発明の実施形態6の回路図である。

【図10】本発明の実施形態6の動作説明図である。

【図11】本発明の実施形態6に用いるコアの構成を示す図であり、(a)は横断面図、(b)は縦断面図である。

【図12】従来例の回路図である。

【図13】従来例のトランスの断面図である。

【図14】従来例の出力電力、負荷のインピーダンスの時間的変化を示す説明図である。

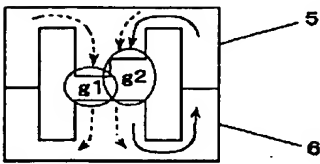
【図15】従来例の起動時と負荷安定時のトランスの1次電流波形を示す波形図である。

【符号の説明】

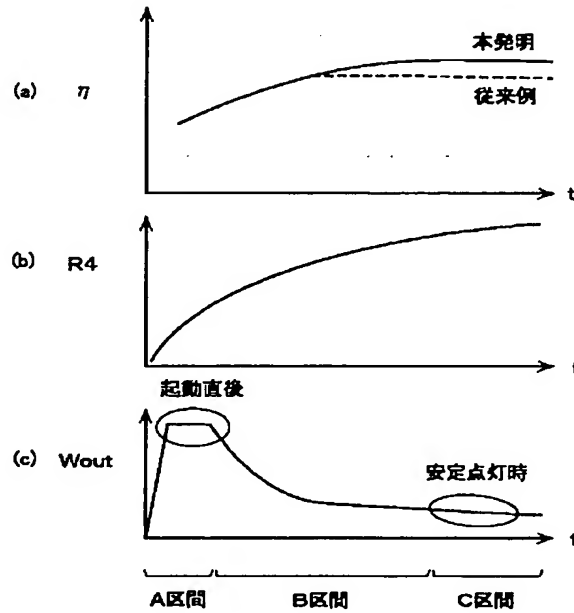
- 1 直流昇圧回路
2 インバータ回路

- 3 イグナイタ部
4 放電灯
5 コア
6 コア
g1 第1のギャップ部
g2 第2のギャップ部

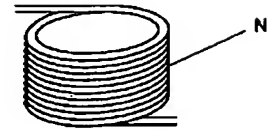
【図1】



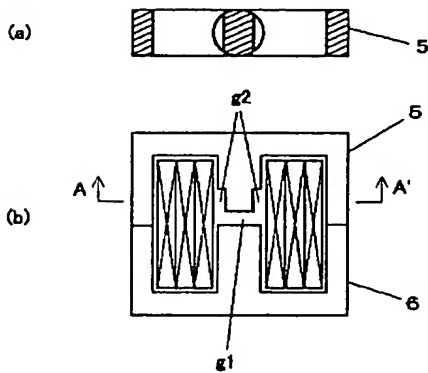
【図2】



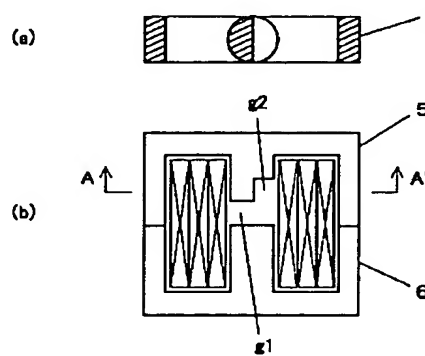
【図6】



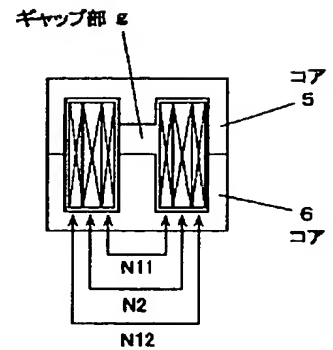
【図3】



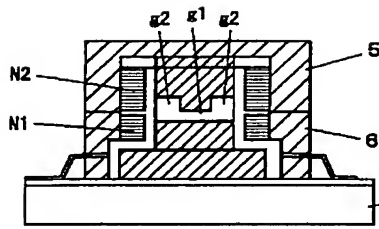
【図4】



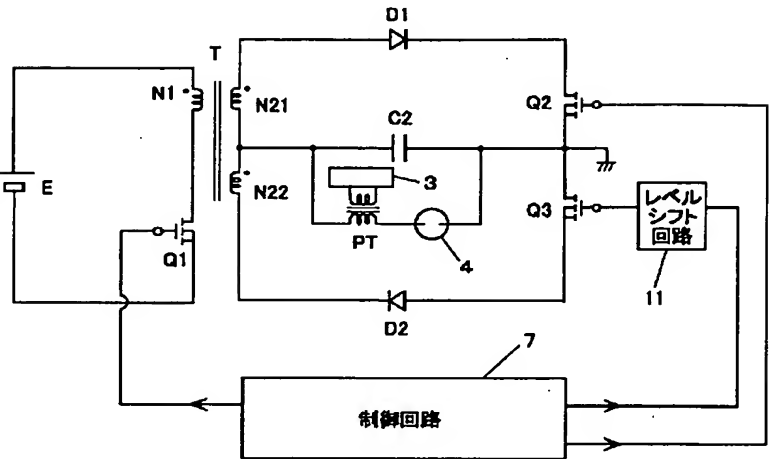
【図13】



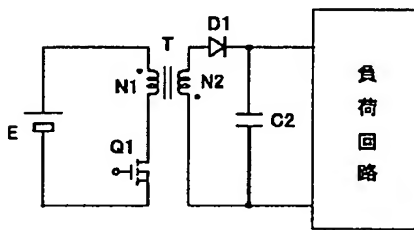
【図5】



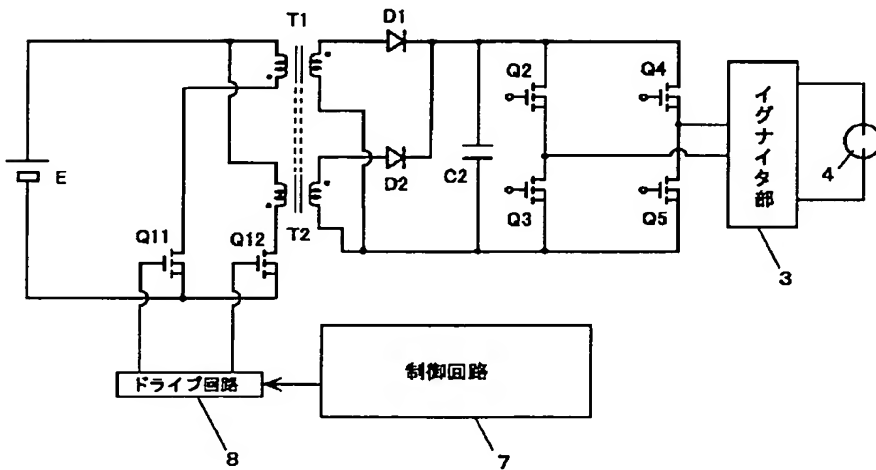
【図7】



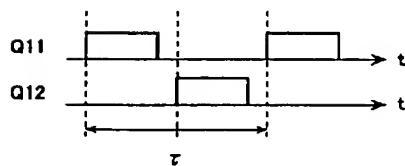
【図8】



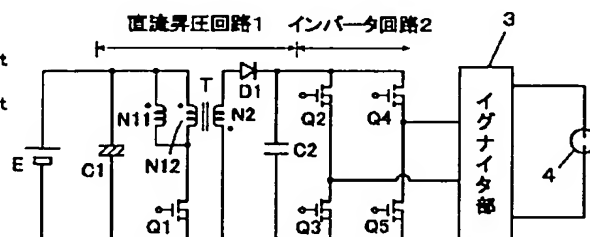
【図9】



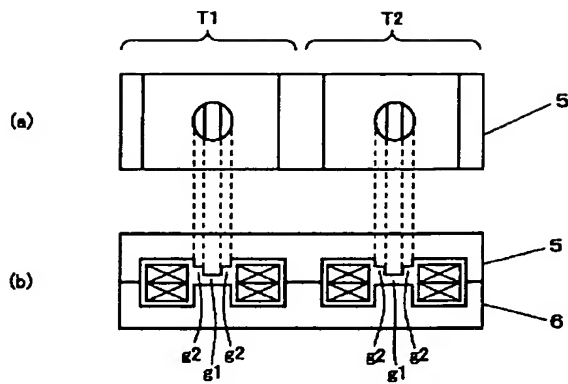
【図10】



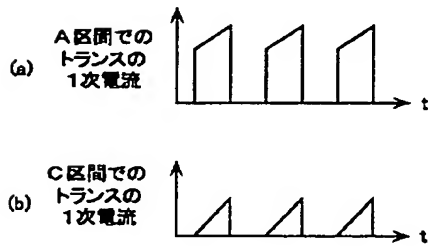
【図12】



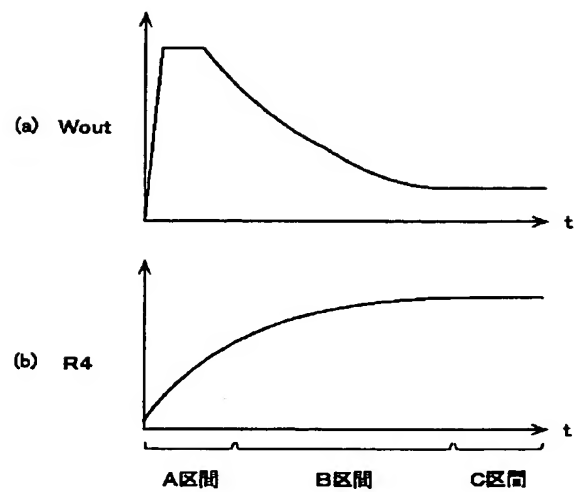
【図11】



【図15】



【図14】



フロントページの続き

(72)発明者 中井 秀樹
大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工
株式会社内
(72)発明者 稲田 義之
大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工
株式会社内

(72)発明者 岡本 伸治
大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工
株式会社内
Fターム(参考) 3K072 AA11 CA16 DD07 GB12 GB18
GC04
3K082 AA61 AA77 BA24 BA25 BC29
CA32 CA33
5H007 AA01 AA06 BB03 CA02 CB05
CB06 CB07 CC32 DA05 HA01